

Обзор алгоритмов поиска перспективных сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением

П. В. Штро

инженер-исследователь

ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет», г. Красноярск

E-mail: faust_256@mail.ru

Т. В. Краснов

инженер-конструктор, канд. техн. наук

АО «НПП «Радиосвязь», г. Красноярск

E-mail: krasnovtv@ya.ru

В. Ф. Гарифулин

старший преподаватель,

ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет», г. Красноярск

E-mail: vadimgar@mail.ru

Поиск навигационных сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением в частотном диапазоне L1 и L2 осложнён почипово-временным уплотнением компонент сигнала, а также наличием ВОС-модуляции в пилотной компоненте. В данной статье рассмотрены различные алгоритмы обработки сигналов с ВОС-модуляцией для реализации процедуры поиска по пилотной компоненте. Дана оценка качества рассмотренных алгоритмов для поиска сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением L1OC.

Ключевые слова: ГЛОНАСС, поиск навигационных сигналов, BPSK-like и SCPC алгоритмы, сигналы с кодовым разделением, ВОС-сигналы.

GLONASS signals of code division have a complex structure. The procedure of searching GLONASS signals complicate with the time-division multiplexing components and BOC-modulated pilot signal component. Various signal processing algorithms are listed in the article with BOC-modulation applicable to search GLONASS signals of code division through pilot signal component. Evaluation of the quality of these algorithms is presented in the article.

Key words: GLONASS, L1OC, BPSK-like, SCPC, BUMP-JUMP, time-division multiplexing signals, BOC signals.

На данный момент планируется запуск новой орбитальной спутниковой группировки ГЛОНАСС К2 излучающей существующие навигационные сигналы

стандартной точности (СТ) и высокой точности (ВТ) с частотным разделением, а также новые сигналы ГЛОНАСС с кодовым разделением.

Перспективные сигналы ГЛОНАСС с кодовым разделением состоят из пилотной (ОСр и SCр) и информационной компоненты (ОСd и SCd) с пичиповым уплотнением и наложенной ВОС-модуляцией в частотном диапазоне L1 и L2. В частотном диапазоне L3 в качестве навигационных сигналов выступают BPSK-сигналы, где пилотная и информационная компонента уплотнены квадратурно. В частотном диапазоне L1 и L2 осуществлено квадратурное уплотнение сигналов открытого доступа (ОС) и санкционированного доступа (SC) [1].

Процедура поиска сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением может быть осуществлена по информационной компоненте или по пилотной компоненте.

Поиск по информационной компоненте осложнён наличием цифровой информации (ЦИ) в навигационном сигнале. Наличие ЦИ не позволяет осуществить когерентное накопление сигнала на временном интервале более длительности одного бита ЦИ. Соответственно для поиска сигналов с кодовым разделением по информационной компоненте необходимо применение некогерентных и квазикогерентных алгоритмов накопления на интервале накопления более длительности одного бита ЦИ. В работе [2] широко рассмотрены алгоритмы накопления по информационной компоненте сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением, проведена оценка качества различных некогерентных и квазикогерентных алгоритмов накопления во время процедуры поиска.

На поиск сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением по пилотной компоненте существенно влияет фактор многопиковости АКФ ВОС-сигналов. Т.е. в течение процедуры поиска появляется задача разделения истинного пика от ложных пиков АКФ, амплитуда которых может незначительно отличаться от амплитуды истинного пика АКФ ВОС-сигналов.

Теоретически возможно применение когерентного накопления для поиска ВОС-сигналов, но шаг поиска должен быть таким, чтобы различить истинный пик от ложного пика АКФ ВОС-сигналов. Так для BPSK-сигналов при допущении двукратного уменьшения мощности квадрата огибающей, шаг поиска равен

половине символа дальномерного кода $\frac{T_c}{2}$. Для сигналов с модуляцией ВОС(1, 1) шаг поиска должен быть не более $\frac{T_c}{6}$ при когерентном накоплении сигнала.

При уменьшении шага поиска пропорционально увеличивается время поиска, а также увеличивается вероятность пропуска истинного пика, так как модуль амплитуды ложного пика АКФ может быть больше модуля амплитуды истинного пика АКФ под действием шума. Данная проблема актуальна для малого ОСШ и может быть исключена параллельным поиском по задержке, так как все пики АКФ будут оцениваться одновременно.

На текущий момент ВОС-модуляция является неотъемлемой частью сигналов глобальных навигационных спутниковых систем, таких как GPS и Galileo. В зарубежной литературе широко обсуждаются различные структуры корреляторов необходимые для реализации процедуры поиска навигационных сигналов с ВОС-модуляцией[3].

Так одним из первых подходов к реализации структуры корреляторов для поиска ВОС-сигналов стал BUMP-JUMP алгоритм. Принцип работы BUMP-JUMP алгоритма заключался в одновременной оценке всех пиков АКФ ВОС-сигнала. Так для реализации поиска пилотной компоненты L1ОСр и L2ОСр новых сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением необходимо 3 коррелятора, где первый коррелятор следит за левым пиком (ЛК), второй коррелятор за центральным пиком (ЦК), третий коррелятор за правым пиком (ПК) АКФ.

"BUMP-JUMP" алгоритмы считаются ресурсозатратными, так как увеличение частоты меандра (порядка ВОС-модуляции) относительно частоты дальномерного кода приводит к увеличению числа пиков АКФ. Соответственно увеличивается количество корреляторов необходимых для решения задачи поиска. Так для поиска сигналов с модуляцией ВОС(2, 1) необходимо 7 корреляторов, для сигналов ВОС(3, 1) -11 корреляторов и т. д.

Следующим этапом развития структуры корреляторов для поиска ВОС-сигналов стали BPSK-like алгоритмы, а так же Sub Carrier Phase Cancellation алгоритмы (SCPC).

Идея BPSK-like алгоритмов заключается в обработке ВОС-сигналов как суммы двух BPSK-сигналов сдвинутых относительно центральной частоты принимаемого сигнала на частоту равной частоте меандра F_M (рис. 1).

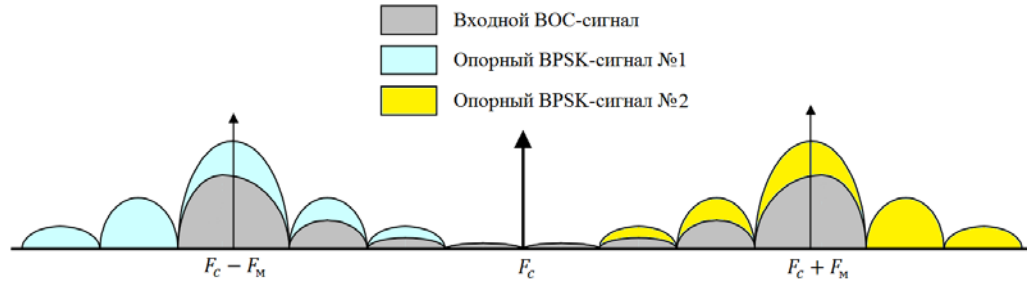


Рис. 1 Пояснение к работе BPSK-like алгоритмов

BPSK-like алгоритмы приводят АКФ ВОС-сигналов к виду АКФ BPSK-сигналов как показано на рис. 2.

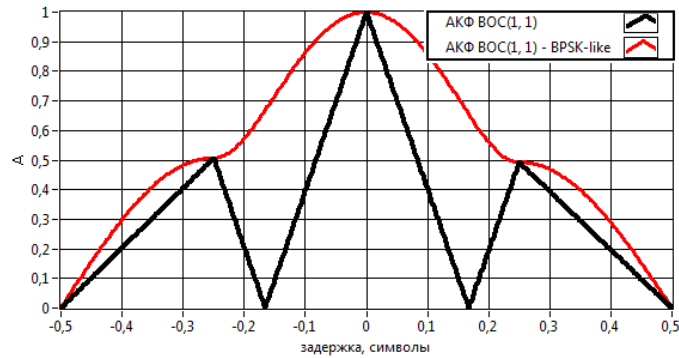


Рис. 2 АКФ ВОС-сигналов при обработке BPSK-like алгоритмом

Расчет модуля АКФ в BPSK-like алгоритме во время процедуры поиска происходит следующим образом:

$$R(T_c/2, \hat{t}, \hat{f}_{\text{доп}}) = \sum_{i=1}^N (I_{1i} + I_{2i})^2 + (Q_{1i} + Q_{2i})^2, \text{ где}$$

$$I_{1i} = \int_{2\tau_i}^{2\tau_i+1} X(t)D(t-\hat{t}) \cos(2\pi(F_c + \hat{f}_{\text{доп}} + F_M)t) dt$$

$$Q_{1i} = \int_{2\tau_i}^{2\tau_i+1} X(t)D(t-\hat{t}) \sin(2\pi(F_c + \hat{f}_{\text{доп}} + F_M)t) dt$$

$$I_{2i} = \int_{2\tau_i}^{2\tau_i+1} X(t)D(t-\hat{t}) \cos(2\pi(F_c + \hat{f}_{\text{доп}} - F_M)t) dt$$

$$Q_{2i} = \int_{2\tau_i}^{2\tau_i+1} X(t)D(t-\hat{t}) \sin(2\pi(F_c + \hat{f}_{\text{доп}} - F_M)t) dt,$$

где $D(t)$ – дальномерный код опорного сигнала, $X(t)$ – входной сигнал, F_c – частота входного сигнала, t_i – ячейка поиска по задержке равная $T_c/2$.

В отличие от BPSK-like алгоритмов SCPC алгоритмы осуществляют поиск дальномерного кода и фазы меандра отдельно. Осуществляется умножение входного сигнала на дальномерный код и на две копии меандра сдвинутые относительно друг друга на 90 градусов (рис. 3).

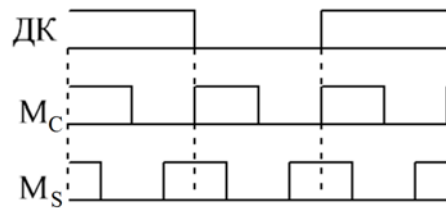


Рис. 3 Пояснение к SCPC алгоритму, где M_c – синфазная и M_s – квадратурная копии меандра, а $ДК$ – дальномерный код

Формирование меандров $M_c(t)$ и $M_s(t)$ может быть осуществлено по следующим формулам:

$$M_c(t) = \text{sign}(\cos(2\pi F_c t)), \quad M_s(t) = \text{sign}(\sin(2\pi F_c t));$$

Расчет модуля АКФ в SCPC алгоритме во время процедуры поиска представлен ниже:

$$R(T_c/2, t, f_{\text{доп}}) = R_c(T_c/2, t, f_{\text{доп}}) + R_s(T_c/2, t, f_{\text{доп}})$$

$$R(T_c/2, t, f_{\text{доп}}) = \sum_{i=1}^N I_{c,i}^2 + Q_{c,i}^2 + I_{s,i}^2 + Q_{s,i}^2, \text{ где}$$

$$I_{c,i} = \int_{2\tau_i}^{2\tau_i+1} X(t) M_c(t) D(t - t) \cos(2\pi f_{\text{доп}} t)$$

$$Q_{c,i} = \int_{2\tau_i}^{2\tau_i+1} X(t) M_c(t) D(t - t) \sin(2\pi f_{\text{доп}} t)$$

$$I_{s,i} = \int_{2\tau_i}^{2\tau_i+1} X(t) M_s(t) D(t - t) \cos(2\pi f_{\text{доп}} t)$$

$$Q_{s,i} = \int_{2\tau_i}^{2\tau_i+1} X(t) M_s(t) D(t - t) \sin(2\pi f_{\text{доп}} t)$$

SCPC алгоритм обладает рядом преимуществ характерных для BPSK-like алгоритма: шаг поиска по задержке не зависит от частоты меандра ВОС-

модуляции и равен $T_c/2$. По аппаратным затратам SCPC алгоритм незначительно выигрывает у BPSK-like алгоритма, так как для реализации SCPC алгоритмов требуется в два раза меньше генераторов синуса/косинуса.

Модуль АКФ сигнала с ВОС-модуляцией ВОС(1, 1) полученный при помощи SCPC алгоритма представлен на рис. 4.

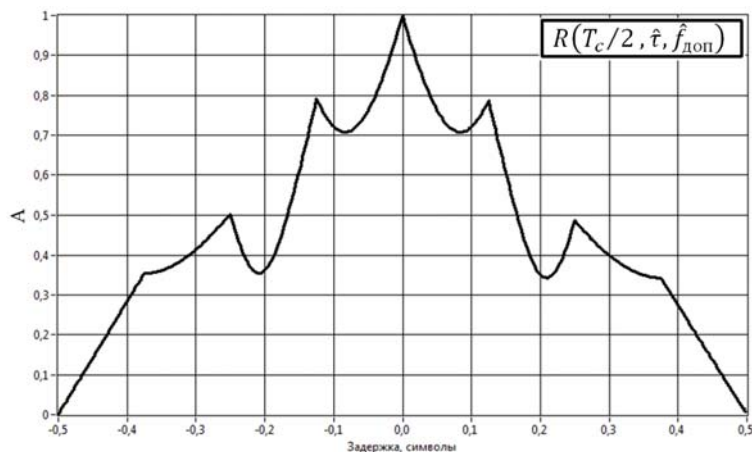


Рис. 4 Модуль АКФ ВОС-сигнала в SCPC алгоритме

Проведена оценка вероятности правильного завершения поиска сигнала ГЛОНАСС с кодовым разделением L1OC по пилотной компоненте. В течение процедуры поиска применялись следующие алгоритмы накопления: BPSK-like алгоритм, SCPC алгоритм и когерентный алгоритм накопления.

Моделирование BUMP-JUMP алгоритмов не проводилось, так как данный класс алгоритмов эквивалентен алгоритму когерентного накопления при условии, что все пики АКФ ВОС-сигнала оцениваются одновременно.

Исследуемые алгоритмы накопления требуют различный шаг поиска. Соответственно представляет интерес оценить влияние шага поиска на вероятность правильного завершения поиска при действии различных алгоритмов накопления.

На рис. 5 показаны кривые вероятности правильного завершения поиска при шаге поиска $T/2$ и $T/8$, где 1 - BPSK-like алгоритм, 2 - SCPC алгоритм, 3 - алгоритм когерентного накопления.

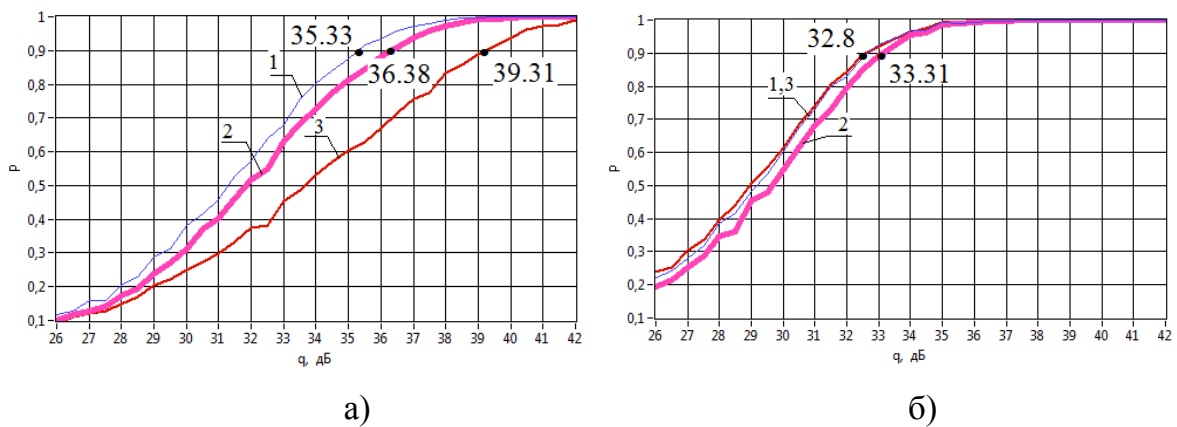


Рис. 5 Кривые вероятности правильного завершения поиска сигналов L1OC по пилотной компоненте: а - шаг поиска $T_c/2$, б - шаг поиска $T_c/8$

Как видно из результатов моделирования BPSK-like алгоритм имеет выигрыш перед остальными алгоритмами при шаге поиска $T_c/2$ и сопоставим с когерентным алгоритмом при шаге поиска $T_c/8$. Данные результаты были ожидаемы, так как в SCPC алгоритме осуществляется некогерентное сложение двух сигналов, в то время как в BPSK-like алгоритме сигналы складываются когерентно. Проигрыш когерентного алгоритма для шага поиска $T_c/2$ объясняется недостаточной разрешающей способностью для различения истинного пика от ложных пиков АКФ ВОС-сигналов.

Соответственно самым лучшим алгоритмом накопления среди рассмотренных для поиска сигналов ГЛОНАСС L1OC и L2OC по пилотной компоненте является BPSK-like алгоритм.

Список литературы

1. КА ГЛОНАСС-К2. Структура излучаемых навигационных радиосигналов с кодовым разделением частотных диапазонов L1, L2, L3.
2. Штро П. В. Сравнение различных алгоритмов межпериодного накопления спутниковых навигационных сигналов в режиме поиска // Научные технологии. 2015, №3
3. Heiries V., Roviras D., Ries L., Calmettes V., "Analysis of Non Ambiguous BOC Signal Acquisition Performance", Proceedings of ION GNSS 2004, September 2004.

4. KA GLONASS-K2. Struktura izluchaemyh navigacionnyh radiosignalov s kodovym razdeleniem chastotnyh diapazonov L1, L2, L3.

5. Shtro P. V. Comparison different algorithms integration satellite navigation signals during search satellite navigation signals.

6. Heiries V., Roviras D., Ries L., Calmettes V., “Analysis of Non Ambiguous BOC Signal Acquisition Performance”, Proceedings of ION GNSS 2004, September 2004.

This paper describes the search algorithms of the GLONASS signals of code division. GLONASS signals structure open and unauthorized access described briefly. Methods for separating the time-division multiplexing pilot and information components GLONASS signals of code division discussed in this paper. Various approaches of the search procedure for GLONASS signals of code division are shown. Overview of BOC-signal search algorithms is presented. Description of BPSK-like and SCPC algorithms and mathematical description of this class algorithms are shown here. Also this paper briefly describes the principle of BUMP-JUMP algorithms. Testing the BPSK-like and SCPC algorithms for searching GLONASS signals of code division L1OC described in the article. Comparison of coherent integration algorithm for searching GLONASS signals of code division provided for BPSK-like and SCPC algorithms with different search delay step. The best algorithm of the considered algorithms for GLONASS signals search of code division is shown in this paper.